

明 細 書

増幅回路および増幅方法

技術分野

- [0001] 本発明は、増幅回路および増幅方法に関し、特に無線通信や放送に用いる送信装置において送信信号を増幅する増幅回路および増幅方法に関する。

背景技術

- [0002] 無線通信や放送に用いられる送信装置において、近年、デジタル変調信号を送信する場合が多くなっている。これらの信号の多くは多値化が進み振幅方向に情報を載せることが可能になったため、送信装置に用いる増幅回路には線形性が求められている。一方で、装置の消費電力を削減するために、増幅回路には高い電力効率も要求されている。増幅回路の線形性および電力効率を両立させるため、歪み補償や効率改善のための様々な手法が提案されている。従来の増幅回路の方式の1つにLINC (Linear Amplification with Nonlinear Components) 方式と呼ばれるものがある。この方式では、送信信号を2つの定包絡線信号に分岐し、電力効率が高い非線形増幅器で増幅した後に合成することで、線形性および電力効率の両立を図っている。

- [0003] ここで、LINC方式を適用した増幅回路の一般例について図1を用いて説明する。図1に示す増幅回路10において、定包絡線信号生成部11では、入力信号 $S(t)$ から、2つの定包絡線信号 $S_a(t)$ および $S_b(t)$ を生成する。例えば、入力信号 $S(t)$ が次の(式1)で表されたときに各定包絡線信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ を次の(式2)および(式3)とすれば、各定包絡線信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ は、振幅方向が定数となる。

$$S(t) = V(t) \times \cos\{\omega_c t + \phi(t)\} \quad \cdots (式1)$$

ただし、 $V(t)$ の最大値を V_{max} 、入力信号の搬送波の角周波数を ω_c とする。

$$S_a(t) = V_{max}/2 \times \cos\{\omega_c t + \phi(t)\} \quad \cdots (式2)$$

$$S_b(t) = V_{max}/2 \times \cos\{\omega_c t + \theta(t)\} \quad \cdots (式3)$$

ただし、 $\phi(t) = \phi(t) + \alpha(t)$ 、 $\theta(t) = \phi(t) - \alpha(t)$ とする。

- [0004] 図2は、定包絡線信号の生成動作を、直交平面座標上で、信号ベクトルを用いて

示したものであるが、この図に示すとおり、入力信号 $S(t)$ は、振幅が $V_{\max}/2$ である2つの定包絡線信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ のベクトル和で表される。

[0005] 再び図1を参照する。2つの増幅器12、13では、2つの定包絡線信号をそれぞれ増幅する。このとき、増幅器12、13の利得を G とすると、増幅器12、13の出力信号は、それぞれ $G \times S_a(t)$ 、 $G \times S_b(t)$ となる。合成部14でこれらの出力信号 $G \times S_a(t)$ 、 $G \times S_b(t)$ を合成すると、出力信号 $G \times S(t)$ が得られる。

[0006] これと同様の構成を有する増幅回路10aの例を図3に示す。定包絡線信号生成部11において、定包絡線信号IQ生成部15では、ベースバンド帯の入力信号 S_i 、 S_q から直交復調後に定包絡線信号 S_a 、 S_b となるベースバンド信号 S_{ai} 、 S_{aq} 、 S_{bi} 、 S_{bq} をデジタル信号処理により生成し、各ベースバンド信号をD/A変換器16a、16b、16c、16dによりアナログ信号に変換した後、2つの直交変調器を有する直交変調部17で直交変調して2つの定包絡線信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ を得る。各信号を前記増幅器(ドライバンプ)18a、18bで増幅した後、増幅器12、13での最終増幅および合成部14での合成が行われ、この結果、出力信号が得られる。

[0007] 上記のような増幅回路10aでは、周波数が低いベースバンド信号を用いることでデジタル信号処理によって定包絡線信号生成を実現することができるが、2系統の増幅器の利得や位相に誤差が発生した場合、増幅合成後の信号のベクトルが、意図する出力信号のベクトルと異なってしまう、つまり、これらの誤差は信号の歪み成分になる。また、増幅回路10aにおいては、これらの誤差の要因を予測することが困難であるだけでなく、温度等の環境によっても特性が変動する。

[0008] 従来の増幅回路としては、これを補償するために、例えば、定包絡線信号生成の際に入力信号と合成される補助波信号を入力信号から近似的に演算し、補助波信号を入力信号と合成することで2つの定包絡線信号を生成し、各定包絡線信号を2つの増幅器で増幅し、合成した後、出力信号または補助波成分を検出し、2系統の増幅器の利得や位相に関する特性の誤差を補正する手法が提案されている(例えば、特許文献1参照)。

特許文献1:特許第2758682号公報

発明の開示

発明が解決しようとする課題

- [0009] しかしながら、上記従来の増幅回路においては、信号を参照するために演算処理を行う必要があるが、その際に入力信号と同等の帯域成分の出力信号または補助波信号を解析記する必要がある、特に、信号の帯域やダイナミックレンジが広くなると演算処理量が大きくなり、増幅回路の回路規模が増大してしまうという問題がある。
- [0010] 本発明の目的は、回路規模の増大を抑制しつつ、高い電力効率で歪みの少ない出力信号を得ることができる増幅回路および増幅方法を提供することである。

課題を解決するための手段

- [0011] 本発明の増幅回路は、入力信号から複数の定包絡線信号を生成する定包絡線信号生成手段と、所定の振幅、所定の位相および所定の周波数をそれぞれ有する複数のパイロット信号であって、前記位相または前記周波数が互いに異なる複数のパイロット信号を、生成された複数の定包絡線信号にそれぞれ対応付けて生成するパイロット信号生成手段と、前記複数のパイロット信号を、生成された複数の定包絡線信号にそれぞれ加算する加算手段と、前記複数のパイロット信号を加算された複数の定包絡線信号を増幅する増幅手段と、増幅された複数の定包絡線信号に含まれ且つ前記複数のパイロット信号に相当する信号成分を用いて、生成された複数の定包絡線信号のいずれかの振幅または位相を補正する補正手段と、を有する構成を採る。
- [0012] 本発明の増幅方法は、入力信号から複数の定包絡線信号を生成する定包絡線信号生成ステップと、所定の振幅、所定の位相および所定の周波数をそれぞれ有する複数のパイロット信号であって、前記位相または前記周波数が互いに異なる複数のパイロット信号を、生成された複数の定包絡線信号にそれぞれ対応付けて生成するパイロット信号生成ステップと、前記複数のパイロット信号を、生成された複数の定包絡線信号にそれぞれ加算する加算ステップと、前記複数のパイロット信号を加算された複数の定包絡線信号を増幅する増幅ステップと、増幅された複数の定包絡線信号に含まれ且つ前記複数のパイロット信号に相当する信号成分を用いて、生成された複数の定包絡線信号のいずれかの振幅または位相を補正する補正ステップと、を有するようにした。

発明の効果

- [0013] 本発明によれば、増幅回路の回路規模の増大を抑制しつつ、高い電力効率で歪みの少ない出力信号を得ることができる。

図面の簡単な説明

- [0014] [図1]従来の増幅回路の構成の一般例を示す図
[図2]従来の増幅回路における演算動作を直交平面上で示した図
[図3]従来の増幅回路の構成の他の例を示す図
[図4]本発明の実施の形態1に係る増幅回路の構成を示すブロック図
[図5]本発明の実施の形態1における演算動作を直交平面座標上で示した図
[図6A]本発明の実施の形態1に係る増幅回路の出力信号のスペクトラムを示す図
[図6B]本発明の実施の形態1に係る増幅回路における周波数変換部の出力信号のスペクトラムを示す図
[図6C]本発明の実施の形態1に係る増幅回路におけるローパスフィルタの出力信号のスペクトラムを示す図
[図7]本発明の実施の形態2に係る増幅回路の構成を示すブロック図
[図8]本発明の実施の形態2における演算動作を直交平面座標上で示した図
[図9]本発明の実施の形態2に係る増幅回路の出力信号のスペクトラムを示す図
[図10]本発明の実施の形態3に係る増幅回路の構成を示すブロック図
[図11]一般的な高周波回路の利得周波数特性の例を示す図
[図12]遅延量が異なる2つの経路の位相周波数特性の例を示す図
[図13]本発明の実施の形態3に係る増幅回路の出力信号のスペクトラムを示す図
[図14]本発明の実施の形態3における周波数特性補正部の利得特性の例を示す図
[図15]本発明の実施の形態4に係る無線送受信装置の構成を示すブロック図

発明を実施するための最良の形態

- [0015] 以下、本発明の実施の形態について、図面を用いて詳細に説明する。
- [0016] (実施の形態1)
- 図4は、本発明の実施の形態1に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。
- [0017] 図4に示す増幅回路100は、定包絡線信号生成部101、パイロット信号生成部10

2、第1加算部103、第2加算部104、ベクトル調整部105、2つのD/A変換器106 a、106b、2つのローパスフィルタ(LPF)107a、107b、2つのミキサ108a、108b、局部発振器109、2つのバンドパスフィルタ(BPF)110a、110b、第1増幅器111、第2増幅器112、合成器113、パイロット信号検出部114および制御部115を有する。

[0018] また、パイロット信号検出部114は、周波数変換部116、LPF117、A/D変換器118を有する。また、ベクトル調整部105は、振幅調整部119および位相調整部120を有する。

[0019] 定包絡線信号生成部101は、ベースバンド帯の入力信号 S_i 、 S_q を用いて、ベクトル合成したときに入力信号 S_i 、 S_q を周波数 ω_a の搬送波周波数で直交変調した信号と等価になる2つの定包絡線信号、すなわち、第1定包絡線信号 $S_{\omega a_1}$ および第2定包絡線信号 $S_{\omega a_2}$ を生成し、第1加算部103および第2加算部104にそれぞれ出力する。

[0020] パイロット信号生成部102は、周波数が入力信号 S_i 、 S_q の帯域外である2つのパイロット信号、すなわち、第1パイロット信号および第2パイロット信号を生成し、第1加算部103および第2加算部104にそれぞれ出力する。

[0021] 第1加算部103は、それぞれ入力された第1定包絡線信号 $S_{\omega a_1}$ および第1パイロット信号を加算する。また、第2加算部104は、それぞれ入力された第2定包絡線信号 $S_{\omega a_2}$ および第2パイロット信号を加算する。

[0022] ベクトル調整部105は、例えば演算回路であり、第2加算部104の出力信号の利得および位相を、後述する制御部115の制御に基づいて変化させ、D/A変換器106 bへ出力する。

[0023] より具体的には、ベクトル調整部105において、振幅調整部119は、制御部115の制御に基づいて、第2加算部104の出力信号の利得(振幅方向)の調整を行い、位相調整部120は、制御部115の制御に基づいて、第2加算部104の出力信号の位相(位相方向)の調整を行う。

[0024] ここで、定包絡線信号生成部101、パイロット信号生成部102、第1加算部103、第2加算部104およびベクトル調整部105は、例えばDSP(Digital Signal Processor)、

CPU (Central Processing Unit) またはASIC (Application Specific Integrated Circuit) 等で構成されるデジタル信号処理回路であり、それぞれの動作はデジタル信号の演算により処理される。

- [0025] D/A変換器106aは、第1加算部103で第1パイロット信号が加算された第1定包絡線信号 $S \omega a_1$ をデジタルアナログ変換する。
- [0026] D/A変換器106bは、ベクトル調整部105からの出力信号である、第2パイロット信号が加算された第2定包絡線信号 $S \omega a_2$ をデジタルアナログ変換する。
- [0027] LPF107a、107bは、D/A変換器106a、106bからの各出力信号からサンプリング周波数および折り返し雑音成分を除去し、除去後の第1定包絡線信号 $S \omega a_1$ および第2定包絡線信号 $S \omega a_2$ をそれぞれミキサ108a、108bに出力する。
- [0028] ミキサ108a、108bは、例えば、周波数をアップコンバートするミキサ回路であり、LPF107a、107bからの各出力信号を局部発振器109からの局部発振信号と混合し、混合後の第1定包絡線信号 $S \omega a_1$ および第2定包絡線信号 $S \omega a_2$ をそれぞれ所定の出力信号用周波数に周波数変換(アップコンバート)する。
- [0029] 局部発振器109は、例えば位相負帰還制御系(PLL)で制御される電圧制御発振器(VCO)を用いた周波数シンセサイザ等の発振回路であり、局部発振信号をミキサ108a、108bに出力する。
- [0030] BPF110a、110bは、例えば希望周波数帯の信号を通過させ不要周波数成分を抑圧するフィルタであり、ミキサ108a、108bでアップコンバートされた第1定包絡線信号 $S \omega c_1$ および第2定包絡線信号 $S \omega c_2$ にそれぞれ含まれる不要周波数成分、すなわち、ミキサ108a、108bで発生するイメージ成分や局部発振信号の漏洩成分を抑圧し、抑圧後の第1定包絡線信号 $S \omega c_1$ および第2定包絡線信号 $S \omega c_2$ をそれぞれ第1増幅器111および第2増幅器112に出力する。
- [0031] 第1増幅器111は、BPF110aからの出力信号を増幅し、合成器113に出力する。第2増幅器112は、BPF110bからの出力信号を増幅し、合成器113に出力する。
- [0032] 合成器113は、例えば分布定数回路を用いた4端子方向性結合器やウィルキンソン型合成器等で実現可能な合成手段であり、第1増幅器111および第2増幅器112で増幅された信号を合成して、増幅回路100の出力信号を得る。

- [0033] パイロット信号検出部114は、合成器113からの出力信号の一部からパイロット信号成分を抽出し、制御部115に出力する。パイロット信号成分には、第1パイロット信号に相当する成分および第2パイロット信号に相当する成分が含まれる。
- [0034] より具体的には、パイロット信号検出部114において、周波数変換部116は、合成器113から得られた信号に含まれるパイロット信号成分を低周波数帯に周波数変換し、LPF117に出力する。また、LPF117は、周波数変換部116で周波数変換された信号から出力信号成分を抑圧し、パイロット信号成分をA/D変換器118に出力する。また、A/D変換器118は、LPF117からのパイロット信号成分をアナログデジタル変換し、制御部115に出力する。
- [0035] 制御部115は、例えばCPU、DSPおよびASIC等の演算回路やメモリ等で構成され、パイロット信号検出部114が出力するパイロット信号成分(つまり、第1パイロット信号成分および第2パイロット信号成分)に基づいて、ベクトル調整部105での利得および位相の調整を制御する。
- [0036] より具体的には、ベクトル調整部105での振幅方向および位相方向の調整量をそれぞれ γ 、 β とすると、制御部115は、振幅方向の調整量 γ を、パイロット信号検出部114によって検出された第1パイロット信号成分および第2パイロット信号成分のうちの各振幅成分が互いに等しくなるような値に設定し、位相方向の調整量 β を、パイロット信号検出部114によって検出された第1パイロット信号成分および第2パイロット信号成分のうちの各位相成分が互いに等しくなるような値に設定する。
- [0037] 次いで、上記構成を有する増幅回路100の動作について説明する。
- [0038] まず、定包絡線信号生成部101で、ベースバンド帯の入力信号 S_i 、 S_q から、第1定包絡線信号 $S \omega a_1(t)$ 、第2定包絡線信号 $S \omega a_2(t)$ を生成する。
- [0039] そして、入力信号 S_i 、 S_q を角周波数 ωa の搬送波周波数で直交変調した信号 $S \omega a(t)$ が次の(式4)で表されるとき、第1定包絡線信号 $S \omega a_1(t)$ および第2定包絡線信号 $S \omega a_2(t)$ が(式5)および(式6)で表されるものとすれば、第1定包絡線信号 $S \omega a_1(t)$ および第2定包絡線信号 $S \omega a_2(t)$ は振幅方向が定数の定包絡線信号となる。
- $$S \omega a(t) = V(t) \times \cos\{\omega a t + \phi(t)\} \cdots (式4)$$
- ただし、 $V(t)$ の最大値を V_{max} とする。

$$S\omega a_1(t) = V_{\max}/2 \times \cos\{\omega at + \phi(t)\} \quad \cdots (式5)$$

$$S\omega a_2(t) = V_{\max}/2 \times \cos\{\omega at + \theta(t)\} \quad \cdots (式6)$$

ただし、 $\phi(t) = \phi(t) + \alpha(t)$ 、 $\theta(t) = \phi(t) - \alpha(t)$ とする。

[0040] ここで、パイロット信号生成部102で生成される第1および第2パイロット信号を、振幅が共にPで、角周波数がそれぞれ $(\omega a - \omega p_1)$ 、 $(\omega a - \omega p_2)$ の正弦波信号、つまり $P_1(t) = P \times \cos\{(\omega a - \omega p_1)t\}$ 、 $P_2(t) = P \times \cos\{(\omega a - \omega p_2)t\}$ とする。この場合、第1加算部103および第2加算部104での出力信号 $S'\omega a_1(t)$ 、 $S'\omega a_2(t)$ はそれぞれ(式7)および(式8)で表される。

$$\begin{aligned} S'\omega a_1(t) &= S\omega a_1(t) + P_1(t) \\ &= V_{\max}/2 \times \cos\{\omega at + \phi(t)\} + P \times \cos\{(\omega a - \omega p_1)t\} \quad \cdots (式7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S'\omega a_2(t) &= S\omega a_2(t) + P_2(t) \\ &= V_{\max}/2 \times \cos\{\omega at + \theta(t)\} + P \times \cos\{(\omega a - \omega p_2)t\} \quad \cdots (式8) \end{aligned}$$

[0041] 図5は、(式4)～(式8)によって表される演算動作を直交平面座標上で、信号ベクトルを用いて表したものである。図5に示されるとおり、振幅がそれぞれ V_{\max} の第1定包絡線信号 $S\omega a_1(t)$ および第2定包絡線信号 $S\omega a_2(t)$ にそれぞれ $P_1(t)$ および $P_2(t)$ を加算したものが $S'\omega a_1(t)$ および $S'\omega a_2(t)$ で表される。これらを合成したものが、 $S'\omega a(t)$ となる。

[0042] そして、ベクトル調整部105で、第2加算部104の出力信号 $S'\omega a_2(t)$ を制御部115の制御に基づいて、例えば、振幅方向に γ 倍、位相方向に移相量 β 、それぞれ調整する。ベクトル調整部105の出力信号 $S_{outv}(t)$ は、次の(式9)で表することができる。

$$\begin{aligned} S_{outv}(t) &= \gamma \times [V_{\max}/2 \times \cos\{\omega at + \theta(t) + \beta\} \\ &\quad + P \times \cos\{\omega a - \omega p_2)t + \beta\}] \quad \cdots (式9) \end{aligned}$$

[0043] そして、D/A変換器106aで、第1加算部103の出力信号 $S'\omega a_1(t)$ をアナログ信号に変換し、D/A変換器106bで、ベクトル調整部105の出力信号 $S_{outv}(t)$ をアナログ信号に変換する。

- [0044] そして、LPF107a、107bで、ディジタルアナログ変換後の信号において、D/A変換器106a、106bから出力され得る折り返し雑音成分がそれぞれ抑圧される。
- [0045] そして、ミキサ108a、108bで、雑音成分抑圧後の信号の搬送波周波数を ω_c にそれぞれ周波数変換する。
- [0046] そして、BPF110a、110bで、周波数変換後の信号において、ミキサ108a、108bから発生し得るイメージ成分や局部発振信号の漏洩成分等の不要なスプリアス成分を抑圧する。
- [0047] そして、第1増幅器111で、BPF110aからの出力信号を増幅し、第2増幅器112で、BPF110bからの出力信号を増幅する。
- [0048] このとき、第1増幅器111および第2増幅器112では、 ω_c に周波数変換された定包絡線信号にパイロット信号が加算された信号を増幅する。したがって、第1増幅器111および第2増幅器112で増幅される信号は完全な定包絡線信号ではないが、パイロット信号の振幅を定包絡線信号に比べて十分小さいものにとすると、ここで増幅される信号の包絡線変動を極めて小さくすることができる。例えば、パイロット信号レベルを定包絡線信号より40dB小さいレベルとすれば、増幅される信号の包絡線変動は振幅の1%程度であるので、第1増幅器111および第2増幅器112を高い電力効率で使用することが可能である。
- [0049] そして、合成器113で、第1増幅器111および第2増幅器112からの出力信号を合成する。このようにして、増幅回路100の出力信号を得る。
- [0050] ここで、D/A変換器106aから第1増幅器111までの利得および移相量をそれぞれ G_a 、 H_a とし、D/A変換器106bから第2増幅器112までの利得および移相量をそれぞれ G_b 、 H_b とすると、第1増幅器111からの出力信号 S_{outa_1} および第2増幅器112からの出力信号 S_{outa_2} は、それぞれ(式10)および(式11)で表される。
- $$S_{outa_1} = G_a \times [V_{max}/2 \times \cos\{\omega_c t + \phi(t) + H_a\} + P \times \cos\{(\omega_c - \omega_{p_1})t + H_a\}] \quad \cdots (式10)$$
- $$S_{outa_2} = G_b \times \gamma \times [V_{max}/2 \times \cos\{\omega_c t + \theta(t) + \beta + H_b\} + P \times \cos\{(\omega_c - \omega_{p_2})t + \beta + H_b\}] \quad \cdots (式11)$$
- [0051] したがって、合成器113の出力信号 $S'(t)$ は、(式10)および(式11)で表される2

つの信号を同相加算した信号であり、次の(式12)で表すことができる。

$$\begin{aligned} S'(t) = & Ga \times [V_{\max}/2 \times \cos\{\omega_c t + \phi(t) + Ha\} \\ & + Gb \times \gamma \times [V_{\max}/2 \times \cos\{\omega_c t + \theta(t) + \beta + Hb\} \\ & + Ga \times P \times \cos\{(\omega_c - \omega_{p_1})t + Ha\} \\ & + Gb \times \gamma \times P \times \cos\{(\omega_c - \omega_{p_2})t + \beta + Hb\}] \cdots (式12) \end{aligned}$$

- [0052] このとき、 $Ga = Gb \times \gamma$ かつ $Ha = Hb + \beta$ であれば、(式12)の右辺第1項および第2項は、合成すると(式1)となる定包絡線信号を表す(式2)および(式3)と相似であり、(式12)を次の(式13)に変換することができる。

$$\begin{aligned} S'(t) = & Ga \times V(t) \times \cos\{\omega_c t + \phi(t) + Ha\} \\ & + Ga \times P \times \cos\{(\omega_c - \omega_{p_1})t + Ha\} \\ & + Ga \times P \times \cos\{(\omega_c - \omega_{p_2})t + Ha\} \cdots (式13) \end{aligned}$$

- [0053] 上記(式13)の右辺第1項は、入力信号を角周波数 ω_c の搬送波で直交変調し、利得 Ga 倍、 Ha 移相した信号、すなわち利得 Ga で増幅した希望波信号成分となる。

- [0054] すなわち、本実施の形態では、増幅回路100の出力信号の一部を取り出しパイロット信号検出部114に入力し、(式12)の右辺第3項および第4項で示されるパイロット信号成分をパイロット信号検出部114で検出し、 $Ga = Gb \times \gamma$ かつ $Ha = Hb + \beta$ となるように制御部115でベクトル調整部105の制御を行うようにしている。

- [0055] そして、パイロット信号検出部114の周波数変換部116では、出力信号を低周波数帯に変換する。例えば、局部発振周波数を $\omega_c - 2 \times \omega_{p_2} + \omega_{p_1}$ とすれば、(式12)の右辺第3項の角周波数は $2 \times (\omega_{p_2} - \omega_{p_1})$ 、第4項の角周波数は $\omega_{p_2} - \omega_{p_1}$ 、第1項および第2項の角周波数は $2 \times \omega_{p_2} - \omega_{p_1}$ となる。これらの周波数変換された第1項および第2項の成分をLPF117で除去すれば、LPF117の出力信号(パイロット信号成分)は、 $Ga \times P \times \cos\{(\omega_{p_2} - \omega_{p_1})t + Ha\} + Gb \times \gamma \times P \times \cos\{(\omega_{p_2} - \omega_{p_1})t + \beta + Hb\}$ となる。

- [0056] 図6A、図6Bおよび図6Cは、本実施の形態の増幅回路100における各部の出力信号のスペクトラムを示す図である。図6Aは増幅回路100の出力信号、図6Bは周波数変換部116の出力信号、図6CはLPF117の出力信号の各スペクトラムを示している。周波数変換されたパイロット信号成分が、LPF117により容易に分離して取り

出すことができることが分かる。

[0057] そして、A/D変換器118では、分離して得られたパイロット信号成分をデジタル信号に変換し、制御部115に出力する。

[0058] そして、制御部115では、デジタル信号に変換されたパイロット信号成分 $G_a \times P \times \cos\{(\omega_{p_2} - \omega_{p_1})t + H_a\} + G_b \times \gamma \times P \times \cos\{(\omega_{p_2} - \omega_{p_1})t + \beta + H_b\}$ における振幅成分 $G_a \times P$ および $G_b \times \gamma \times P$ ならびに位相成分 H_a および $\beta + H_b$ が、それぞれ等しくなるように、ベクトル調整部105による利得 γ および移相量 β の調整を制御する。

[0059] つまり、この動作によって(式13)で表した信号を増幅回路100の出力信号として得ることができる。

[0060] このとき、例えば $V(t) \times \cos\{\omega_c t + \phi(t)\}$ の帯域幅が数MHz以上の広帯域の場合であっても、 $\omega_{p_2} - \omega_{p_1} = 2\pi \times 5\text{kHz}$ とすれば、 $2 \times (\omega_{p_2} - \omega_{p_1}) = 2\pi \times 10\text{kHz}$ であり、A/D変換器118のサンプリング周波数を80kHzとすれば、8倍オーバーサンプリング以上のパイロット信号成分のサンプリングが可能であり、制御部115においても、信号の帯域幅に比べて十分低い周波数で、振幅成分および位相成分を調整するための演算処理が可能となる。

[0061] このように、本実施の形態によれば、LINC方式の増幅回路100の2系統の利得誤差および位相誤差を、正弦波等の単純な信号であるパイロット信号を制御部115で比較することにより算出し、算出された利得誤差および位相誤差に基づいて振幅成分および位相成分の調整(補正)をベクトル調整部105で行うため、大規模な補正用演算回路が不要となって増幅回路100の回路規模を小さくすることができると共に、高い電力効率で歪みが少ない出力信号 $S'(t)$ を得ることができる。

[0062] なお、上記の説明では、合成器113は理想的な同相合成手段と仮定しているが、本実施の形態によれば、合成器113での合成時に利得差や位相差があった場合においても、その差分を補正することができる。

[0063] また、上記の説明では、ベクトル調整部105にて利得および位相を補正するようにしているが、アナログ回路を用いた可変利得増幅器や可変移相器等を用いても上記と同様の作用効果を得ることができる。例えば、可変利得手段として、第1増幅器11

1および第2増幅器112のバイアスを制御する構成を採れば、さらに電力効率を向上させることができる。

[0064] また、上記の説明では、位相調整部120を可変移相手段として用いているが、位相誤差の原因が主に遅延量の差異によるものである場合は、可変遅延手段を用いても上記と同様の作用効果を得ることができる。

[0065] また、上記の説明では、同相合成の合成器113を用いているが、その位相特性を限定するものではない。例えば、上記の合成器113の代わりに、位相を90度シフトして合成する方向性結合器を用いた場合であっても、その位相シフト量を考慮して定包絡線信号を生成すれば、上記と同様の作用効果を得ることができる。

[0066] (実施の形態2)

図7は、本発明の実施の形態2に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態の増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。

[0067] 図7に示す増幅回路200は、図4に示す増幅回路100におけるパイロット信号生成部102の代わりにパイロット信号生成部201を有する。

[0068] 本実施の形態の特徴は、第1加算部103および第2加算部104からそれぞれ信号が出力されてから合成器113で信号が合成されるまでの利得および位相に差異が発生しなかった場合にパイロット信号成分が合成後に互いにうち消しあうような2つのパイロット信号を生成するようにしたものである。

[0069] 以下、上記構成を有する増幅回路200の動作について説明する。なお、実施の形態1で説明したものと同様の動作については、その詳細な説明を省略する。

[0070] パイロット信号生成部201で生成される第1および第2パイロット信号を、振幅が共にPで、角周波数が共に $(\omega_a - \omega_{p_1})$ の正弦波信号で、位相が互いに180度異なる信号、つまり $P_1(t) = P \times \cos\{(\omega_a - \omega_{p_1})t\}$ 、 $P_2(t) = P \times \cos\{(\omega_a - \omega_{p_1})t + \pi\}$ とする。この場合、第1加算部103および第2加算部104での出力信号 $S' \omega_{a_1}(t)$ 、 $S' \omega_{a_2}(t)$ はそれぞれ(式14)および(式15)で表される。

$$S' \omega_{a_1}(t) = S \omega_{a_1}(t) + P_1(t)$$

$$=V_{\max}/2 \times \cos\{\omega a t + \phi(t)\} + P \times \cos\{(\omega a - \omega p_1)t\} \cdots (式14)$$

$$\begin{aligned} S' \omega a_2(t) &= S \omega a_2(t) + P_2(t) \\ &= V_{\max}/2 \times \cos\{\omega a t + \theta(t)\} + P \times \cos\{(\omega a - \omega p_1)t + \pi\} \cdots (式15) \end{aligned}$$

[0071] 図8は、実施の形態1にて説明した(式4)～(式6)および上記の(式14)～(式15)によって表される演算動作を直交平面座標上で、信号ベクトルを用いて表したものである。図8に示されるとおり、振幅がそれぞれ V_{\max} の第1定包絡線信号 $S \omega a_1(t)$ および第2定包絡線信号 $S \omega a_2(t)$ にそれぞれ $P_1(t)$ および $P_2(t)$ を加算したものが $S' \omega a_1(t)$ および $S' \omega a_2(t)$ で表される。これらを合成したものが、 $S' \omega a(t)$ となる。

[0072] また、 $P_1(t)$ および $P_2(t)$ は振幅が同じで位相が互いに180度異なるため、同相合成した場合は打ち消され、 $S \omega a(t)$ および $S' \omega a(t)$ は同じベクトル座標を示していることが分かる。

[0073] ベクトル調整部105では、第2加算部104の出力信号 $S' \omega a_2(t)$ を制御部115の制御に基づいて、例えば、振幅方向に γ 倍、位相方向に移相量 β 、それぞれ調整する。ベクトル調整部105の出力信号 $S_{outv}(t)$ は、次の(式16)で表すことができる。

$$\begin{aligned} S_{outv}(t) &= \gamma \times [V_{\max}/2 \times \cos\{\omega a t + \theta(t) + \beta\} \\ &\quad + P \times \cos\{(\omega a - \omega p_1)t + \pi + \beta\}] \cdots (式16) \end{aligned}$$

[0074] また、D/A変換器106aから第1増幅器111までの利得および移相量をそれぞれ G_a 、 H_a とし、D/A変換器106bから第2増幅器112までの利得および移相量をそれぞれ G_b 、 H_b とすると、第1増幅器111からの出力信号 S_{outa_1} および第2増幅器112からの出力信号 S_{outa_2} は、それぞれ(式17)および(式18)で表される。

$$\begin{aligned} S_{outa_1} &= G_a \times [V_{\max}/2 \times \cos\{\omega c t + \phi(t) + H_a\} \\ &\quad + P \times \cos\{(\omega c - \omega p_1)t + H_a\}] \cdots (式17) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_{outa_2} &= G_b \times \gamma \times [V_{\max}/2 \times \cos\{\omega c t + \theta(t) + \beta + H_b\} \\ &\quad + P \times \cos\{(\omega c - \omega p_1)t + \pi + \beta + H_b\}] \cdots (式18) \end{aligned}$$

[0075] したがって、合成器113の出力信号 $S'(t)$ は、(式17)および(式18)で表される2

つの信号を同相加算した信号であり、次の(式19)で表すことができる。

$$\begin{aligned}
 S'(t) = & G_a \times [V_{\max}/2 \times \cos\{\omega_c t + \phi(t) + H_a\} \\
 & + G_b \times \gamma \times [V_{\max}/2 \times \cos\{\omega_c t + \theta(t) + \beta + H_b\} \\
 & + G_a \times P \times \cos\{(\omega_c - \omega_{p_1})t + H_a\} \\
 & + G_b \times \gamma \times P \times \cos\{(\omega_c - \omega_{p_1})t + \pi + \beta + H_b\} \\
 & \dots \text{(式19)}
 \end{aligned}$$

[0076] このとき、 $G_a = G_b \times \gamma$ かつ $H_a = H_b + \beta$ であれば、(式19)の右辺第1項および第2項は、合成すると(式1)となる定包絡線信号を表す(式2)および(式3)と相似であり、右辺第3項および第4項は振幅が等しく位相が互いに180度異なる正弦波信号となるので、(式19)を次の(式20)に変換することができる。

$$S'(t) = G_a \times V(t) \times \cos\{\omega_c t + \phi(t) + H_a\} \dots \text{(式20)}$$

[0077] すなわち、本実施の形態では、増幅回路200の出力信号の一部を取り出しパイロット信号検出部114に入力し、(式19)の右辺第3項および第4項で示されるパイロット信号成分をパイロット信号検出部114で検出し、 $G_a = G_b \times \gamma$ かつ $H_a = H_b + \beta$ となるように制御部115でベクトル調整部105の制御を行うようにしている。

[0078] 図9は、本実施の形態の増幅回路200の出力信号のスペクトラムを示す図である。(式19)の右辺第3項および第4項は同一周波数であるため、 $G_a = G_b \times \gamma$ および $H_a = H_b + \beta$ の条件にないときは $\omega_c - \omega_{p_1}$ にパイロット信号成分のスペクトラムが発生する。

[0079] パイロット信号検出部114の周波数変換部116では、出力信号を低周波数帯に変換する。例えば、局部発振周波数を $\omega_c - \omega_{p_2} - 2\pi \times 10\text{kHz}$ とすれば、(式19)の右辺第3項および第4項の角周波数は $2 \times 10\text{kHz}$ となり、第1項および第2項の角周波数は $\omega_{p_1} + 2\pi \times 10\text{kHz}$ となる。これらの周波数変換された第1項および第2項の成分をLPF117で除去すれば、LPF117の出力信号(パイロット信号成分)は、 $G_a \times P \times \cos\{(2\pi \times 10\text{kHz})t + H_a\} + G_b \times \gamma \times P \times \cos\{(2\pi \times 10\text{kHz})t + \pi + \beta + H_b\}$ となる。

[0080] そして、A/D変換器118では、分離して得られたパイロット信号成分をデジタル信号に変換し、制御部115に出力する。

- [0081] そして、制御部115では、デジタル信号に変換されたパイロット信号成分 $G_a \times P \times \cos\{(2\pi \times 10\text{kHz})t + H_a\} + G_b \times \gamma \times P \times \cos\{(2\pi \times 10\text{kHz})t + \pi + \beta + H_b\}$ における振幅成分 $G_a \times P$ および $G_b \times \gamma \times P$ ならびに位相成分 H_a および $\beta + H_b$ が、それぞれ等しくなるように、つまりパイロット信号成分が同振幅逆位相となりキャンセルされるように、ベクトル調整部105による利得 γ および移相量 β の調整を制御する。
- [0082] つまり、この動作によって(式20)で表した信号、つまりパイロット信号成分がキャンセルされた信号を増幅回路200の出力信号として得ることができる。
- [0083] このように、本実施の形態によれば、LINC方式の増幅回路200の2系統の利得誤差および位相誤差を、正弦波等の単純な信号であるパイロット信号を制御部115で比較することにより算出し、算出された利得誤差および位相誤差に基づいて振幅成分および位相成分の調整(補正)をベクトル調整部105で行うため、大規模な補正用演算回路が不要となって増幅回路200の回路規模を小さくすることができ、また、パイロット信号の輻射レベルを小さくすることができ、より高い電力効率で歪みが少ない出力信号 $S'(t)$ を得ることができる。
- [0084] なお、上記の説明では、周波数10kHzに変換されたパイロット信号成分を制御部115に出力するような構成となっているが、このような構成に限定されない。例えば、パイロット信号検出部114に検波手段を設け、パイロット信号成分の検波によって得られる検波電圧を制御部115に出力し、その検波電圧が最少となるようにベクトル調整部105による利得 γ および移相量 β の調整を制御するようにしても、上記と同様にパイロット信号成分を最少にすることができ、上記と同様の作用効果を得ることができる。
- [0085] (実施の形態3)
- 図10は、本発明の実施の形態3に係る増幅回路の構成を示すブロック図である。なお、本実施の形態の増幅回路は、実施の形態1で説明した増幅回路100と同様の基本的構成を有しており、同一の構成要素には同一の参照符号を付し、その詳細な説明を省略する。
- [0086] 図10に示す増幅回路300は、図4に示す増幅回路100に周波数特性補正部301

を加え、さらに、増幅回路100におけるパイロット信号検出部114、制御部115およびパイロット信号生成部102の代わりに、パイロット信号検出部302、制御部303およびパイロット信号生成部304を有する構成を採る。また、パイロット信号検出部302は、実施の形態1で説明したパイロット信号検出部114に周波数変換部305、LPF306およびA/D変換器307を加えた構成を採る。

[0087] パイロット信号生成部304は、周波数が入力信号の下側の帯域外周波数にある2つのパイロット信号(第1パイロット信号および第2パイロット信号)と、周波数が入力信号の上側の帯域外周波数にある2つのパイロット信号(第3パイロット信号および第4パイロット信号)とを生成する。また、パイロット信号生成部304は、第1パイロット信号および第3パイロット信号を第1加算部103に、第2パイロット信号および第4パイロット信号を第2加算部104に、それぞれ出力する。

[0088] 第1加算部103および第2加算部104は、それぞれ入力された定包絡線信号およびパイロット信号を加算する。

[0089] 周波数特性補正部301は、例えば演算回路であり、第1加算部103の出力信号の利得および位相の周波数特性を、制御部303の制御に基づいて変化させてD/A変換器106aに出力する。この周波数特性補正部301は、例えばDSP、CPUまたはASIC等で構成されるデジタル信号処理回路であり、周波数特性の補正はデジタル信号の演算により処理される。また、周波数特性補正部301は、例えば、デジタル信号処理によるデジタルフィルタの係数を変更することによって、利得および位相の周波数特性を変化させる。

[0090] パイロット信号検出部302は、合成器113が出力する出力信号の一部から、パイロット信号成分を抽出して制御部303に出力する。

[0091] より具体的には、パイロット信号検出部302において、周波数変換部116は、入力された信号に含まれる下側の帯域外周波数にあるパイロット信号成分を低周波数帯に周波数変換し、LPF117に出力する。また、LPF117は、周波数変換部116で周波数変換された信号から出力信号成分を抑圧し、下側の帯域外周波数にあるパイロット信号成分をA/D変換器118に出力する。また、A/D変換器118は、LPF117からのパイロット信号成分をアナログデジタル変換し、制御部303に出力する。

- [0092] また、パイロット信号検出部302において、周波数変換部305は、入力された信号に含まれる上側の帯域外周波数にあるパイロット信号成分を低周波数帯に周波数変換し、LPF306に出力する。また、LPF306は、周波数変換部305で周波数変換された信号から出力信号成分を抑圧し、上側の帯域外周波数にあるパイロット信号成分をA/D変換器307に出力する。また、A/D変換器307は、LPF306からのパイロット信号成分をアナログデジタル変換し、制御部303に出力する。
- [0093] 制御部303は、パイロット信号検出部302が出力する第1〜第4のパイロット信号成分に基づいて、ベクトル調整部105での利得および位相の調整ならびに周波数特性補正部301での周波数特性の補正を制御する。
- [0094] より具体的には、ベクトル調整部105での振幅方向および位相方向の調整量をそれぞれ γ 、 β とすると、制御部303は、振幅方向の調整量 γ を、パイロット信号検出部302によって検出された第1パイロット信号成分および第2パイロット信号成分のうちの各振幅成分が互いに等しくなるような値に設定し、位相方向の調整量 β を、パイロット信号検出部302によって検出された第1パイロット信号成分および第2パイロット信号成分のうちの各位相成分が互いに等しくなるような値に設定する。
- [0095] また、制御部303は、第1加算部103から第1増幅器111までと第2加算部104から第2増幅器112までとの周波数特性に差異がある場合に、パイロット信号検出部302によって検出された上側の帯域外周波数にある第3パイロット信号成分および第4パイロット信号成分のレベルが最少となるように、例えば周波数特性補正部301におけるデジタルフィルタの係数を決定し、周波数特性補正部301に通知する。
- [0096] 以下、本実施の形態における、利得および位相の周波数特性の補正について、図11から図14を用いて説明する。
- [0097] 図11は、増幅器やミキサ等の一般的な高周波回路の利得周波数特性の例を示す図である。図11に示すように、高周波回路は周波数によって利得が異なる場合があり、その周波数特性にもバラツキがある。このため、片側の周波数帯域外のパイロット信号だけを用いて利得および位相を補正しても、希望波信号の上側の周波数帯域ではそれらの誤差が大きくなり出力信号に歪みが発生し得ることが考えられる。
- [0098] 図12は、遅延量が異なる2つの経路の位相周波数特性(実線と破線で表す)の例

を示す図である。電気回路をプリント基板上で実現する場合に、伝送線路の長さの誤差によって複数の経路間で遅延量に差異が生じることがある。この場合、図12で示すように、位相の差が周波数によって異なることがある。このため、片側の周波数帯域外のパイロット信号だけを用いて位相を補正しても、希望波信号の上側の周波数帯域ではその誤差が大きくなり出力信号に歪みが発生し得ることが考えられる。

[0099] そこで、本実施の形態の増幅回路300では、希望波信号の下側および上側の帯域外の周波数成分のパイロット信号を用いて、周波数特性を補正する。

[0100] 例えば、下側の帯域外周波数にある第1パイロット信号 $P_1(t)$ および第2パイロット信号 $P_2(t)$ を、振幅が共に P で、角周波数が共に $(\omega_a - \omega_{p_1})$ の正弦波信号で、位相が互いに180度異なる信号、つまり $P_1(t) = P \times \cos\{(\omega_a - \omega_{p_1})t\}$ 、 $P_2(t) = P \times \cos\{(\omega_a - \omega_{p_1})t + \pi\}$ とする。また、上側の帯域外周波数にある第3パイロット信号 $P_3(t)$ および第4パイロット信号 $P_4(t)$ を、振幅が共に P で、角周波数が共に $(\omega_a + \omega_{p_1})$ の正弦波信号で、位相が互いに180度異なる信号、つまり $P_3(t) = P \times \cos\{(\omega_a + \omega_{p_1})t\}$ 、 $P_4(t) = P \times \cos\{(\omega_a + \omega_{p_1})t + \pi\}$ とする。このときの増幅回路300の出力信号のスペクトラムを図13に示す。

[0101] 出力信号に含まれる下側の帯域外周波数にある第1パイロット信号 $P_1(t)$ および第2パイロット信号 $P_2(t)$ の成分については、当該成分がキャンセルされるように、制御部303によって、ベクトル調整部105での利得および位相の調整が調整される。この動作は、実施の形態2で説明した動作と同様である。

[0102] 一方、出力信号に含まれる上側の帯域外周波数にある第3パイロット信号 $P_3(t)$ および第4パイロット信号 $P_4(t)$ の成分については、下記の動作が行われる。

[0103] まず、周波数変換部305で、第3パイロット信号 $P_3(t)$ および第4パイロット信号 $P_4(t)$ の成分を低周波数帯に周波数変換する。例えば、局部発振周波数を $\omega_c + \omega_{p_1} + 2\pi \times 10\text{kHz}$ とすれば、第3パイロット信号成分および第4パイロット信号成分の角周波数は $2\pi \times 10\text{kHz}$ 、すなわち第1パイロット信号成分および第2パイロット信号成分と同じ周波数に変換される。このため、LPF306およびA/D変換器307が、LPF117およびA/D変換器118と同様の動作を行うことにより、上側の帯域外周波数のパイロット信号成分を制御部303に出力することができる。

[0104] 第1加算部103から第1増幅器111までと第2加算部104から第2増幅器112までとの周波数特性に差異がなければ、上側の帯域外周波数のパイロット信号成分も下側の帯域外周波数のパイロット信号成分と同様にキャンセルされる。一方、周波数特性に差異がある場合は、上側の帯域外周波数のパイロット信号成分がキャンセルされずに検出される。この検出された上側の帯域外周波数のパイロット信号成分のレベルが最少となるように、制御部303は、周波数特性補正部301を制御する。図14に周波数特性補正部301の利得特性の例を示す。周波数特性補正部301は、例えば、デジタル信号処理によるデジタルフィルタの係数を変更する等によって、利得の周波数特性を利得周波数特性#1から利得周波数特性#2まで変化させることが可能である。

[0105] つまり、2つの増幅系統の利得および位相の差異を下側の帯域外周波数のパイロット信号成分を検出することによって、ベクトル調整部105での利得および位相の調整(補正)を制御し、利得の周波数特性の差異を上側の帯域外周波数のパイロット信号成分を検出することによって、周波数特性補正部301での周波数特性の補正を制御する。

[0106] なお、図14では、利得の周波数特性の補正について説明したが、同様の動作で位相の周波数特性の補正を行うことができる。

[0107] また、位相の周波数特性を補正する手段として可変遅延回路を用いても良い。

[0108] このように、本実施の形態によれば、LINC方式の増幅回路300の2系統の周波数特性差を、正弦波等の単純な信号であるパイロット信号を制御部303で比較することにより算出し、算出された周波数特性差に基づいて周波数特性の補正を周波数特性補正部301で行うため、より高い電力効率で歪みが少ない出力信号を得ることができる。

[0109] (実施の形態4)

図15は、本発明の実施の形態4に係る無線送受信装置の構成を示すブロック図である。図15に示す無線送受信装置400は、実施の形態1で説明した増幅回路100と、無線信号を送信および受信するアンテナ401と、アンテナ401を送信と受信とで共用し、増幅回路100の出力信号をアンテナ401に出力し、アンテナ401で受信した

信号を無線受信部403に出力するアンテナ共用器402と、アンテナ共用器402の出力信号から希望の受信信号を取り出す回路であって、例えば低雑音増幅器、周波数変換するミキサ、フィルタ、可変利得増幅器およびA/D変換器等で構成される無線受信部403と、音声、映像およびデータ等の信号を無線で送信するための信号に変調し、無線で受信した信号から音声、映像およびデータ等の信号に復調する変復調部404とを有する。

[0110] なお、無線送受信装置400は、増幅回路100を有する代わりに、実施の形態2および実施の形態3でそれぞれ説明した増幅回路200および増幅回路300のいずれか一方を有する構成を採っても良い。

[0111] 本実施の形態に係る無線送受信装置400は、送信する信号の増幅を上記のいずれかの実施の形態で説明した増幅回路を使用するため、装置規模を小さくすることができると共に、低い製造コストで、送信信号に含まれる歪み成分を小さくすることができる。

[0112] また、無線送受信装置400は、増幅回路100に備えられた局部発振器109が出力する局部発振信号を無線受信部403のミキサで共用するだけでなく、増幅回路100に備えられた制御部115を無線受信部403における制御(例えば、自動利得制御等)に共用するような構成を採る。このため、無線送受信装置400の装置規模を一層小型化することができる。

[0113] このように、本実施の形態によれば、実施の形態1から実施の形態3のいずれかに記載の作用効果と同様の作用効果を、無線送受信装置400において実現することができると共に、無線送受信装置400の装置規模を一層小型化することができ、低い製造コストで、送信信号に含まれる歪み成分を通信の障害にならないレベルに抑えることができ、受信機にて誤りのないデータを受信することができる。

[0114] なお、本実施の形態で説明した無線送受信装置400は、無線通信用および放送用のネットワークにて使用される無線基地局装置や通信端末装置に適用することが可能である。

[0115] 本明細書は、2003年9月25日出願の特願2003-333490に基づく。この内容は全てここに含めておく。

産業上の利用可能性

- [0116] 本発明の増幅回路および増幅方法は、増幅回路の回路規模の増大を抑制しつつ高い電力効率で歪みの少ない出力信号が得られる効果を有し、例えば無線通信や放送に用いる送信装置において送信信号を増幅する増幅回路およびその増幅方法として有用である。

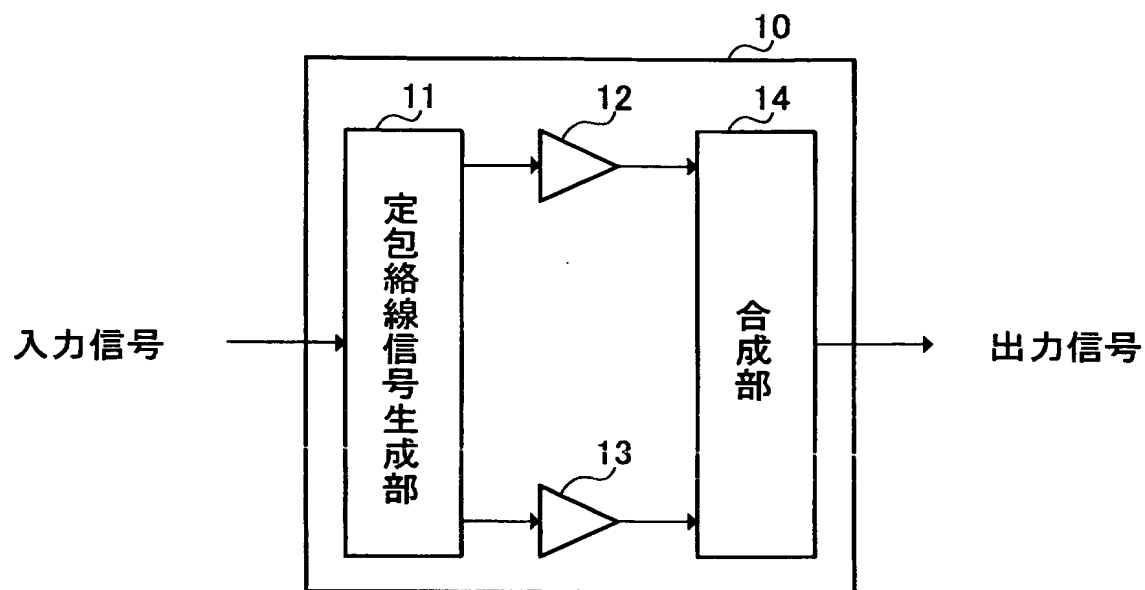
請求の範囲

- [1] 入力信号から複数の定包絡線信号を生成する定包絡線信号生成手段と、
所定の振幅、所定の位相および所定の周波数をそれぞれ有する複数のパイロット信号であって、前記位相または前記周波数が互いに異なる複数のパイロット信号を、生成された複数の定包絡線信号にそれぞれ対応付けて生成するパイロット信号生成手段と、
前記複数のパイロット信号を、生成された複数の定包絡線信号にそれぞれ加算する加算手段と、
前記複数のパイロット信号を加算された複数の定包絡線信号を増幅する増幅手段と、
増幅された複数の定包絡線信号に含まれ且つ前記複数のパイロット信号に相当する信号成分を用いて、生成された複数の定包絡線信号のいずれかの振幅または位相を補正する補正手段と、
を有することを特徴とする増幅回路。
- [2] 前記パイロット信号生成手段は、
正弦波信号である前記複数のパイロット信号を生成する、
請求の範囲1記載の増幅回路。
- [3] 前記パイロット信号生成手段は、
前記振幅が互いに同じ前記複数のパイロット信号を生成する、
請求の範囲1記載の増幅回路。
- [4] 前記パイロット信号生成手段は、
前記周波数が前記入力信号の周波数帯域外である前記複数のパイロット信号を生成する、
請求の範囲1記載の増幅回路。
- [5] 前記複数のパイロット信号を加算された複数の定包絡線信号を合成する合成手段をさらに有し、
前記パイロット信号生成手段は、
前記合成手段の合成が行われる場合に互いに打ち消し合う前記複数のパイロット

- 信号を生成する、
請求の範囲1記載の増幅回路。
- [6] 前記パイロット信号生成手段は、
互いに逆位相を有する第1のパイロット信号および第2のパイロット信号を含む前記複数のパイロット信号を生成する、
請求の範囲1記載の増幅回路。
- [7] 前記パイロット信号生成手段は、
前記周波数が前記入力信号の周波数帯域よりも低い第1のパイロット信号および第2のパイロット信号ならびに前記周波数が前記入力信号の周波数帯域よりも高い第3のパイロット信号および第4のパイロット信号を含む前記複数のパイロット信号を生成する、
請求の範囲1記載の増幅回路。
- [8] 増幅された複数の定包絡線信号に含まれ且つ前記複数のパイロット信号に相当する信号成分を用いて、生成された複数の定包絡線信号のいずれかの周波数特性を補正する周波数特性補正手段をさらに有する、
請求の範囲7記載の増幅回路。
- [9] 請求の範囲1記載の増幅回路を有する無線基地局装置。
- [10] 請求の範囲1記載の増幅回路を有する無線端末装置。
- [11] 入力信号から複数の定包絡線信号を生成する定包絡線信号生成ステップと、
所定の振幅、所定の位相および所定の周波数をそれぞれ有する複数のパイロット信号であって、前記位相または前記周波数が互いに異なる複数のパイロット信号を、生成された複数の定包絡線信号にそれぞれ対応付けて生成するパイロット信号生成ステップと、
前記複数のパイロット信号を、生成された複数の定包絡線信号にそれぞれ加算する加算ステップと、
前記複数のパイロット信号を加算された複数の定包絡線信号を増幅する増幅ステップと、
増幅された複数の定包絡線信号に含まれ且つ前記複数のパイロット信号に相当す

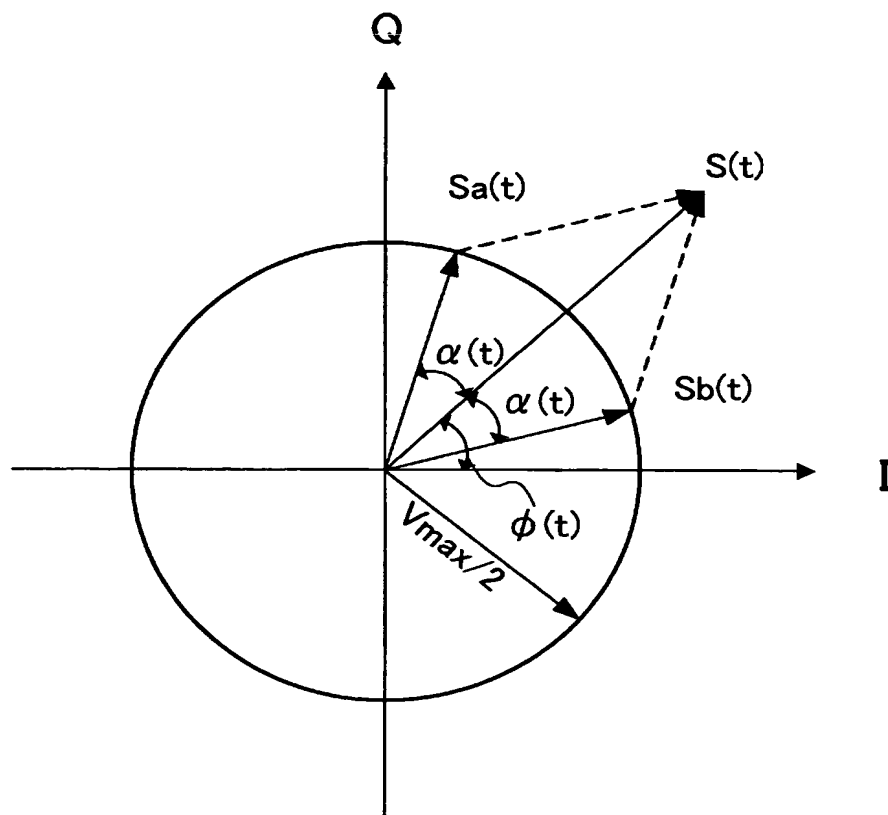
る信号成分を用いて、生成された複数の定包絡線信号のいずれかの振幅または位相を補正する補正ステップと、
を有することを特徴とする増幅方法。

[図1]



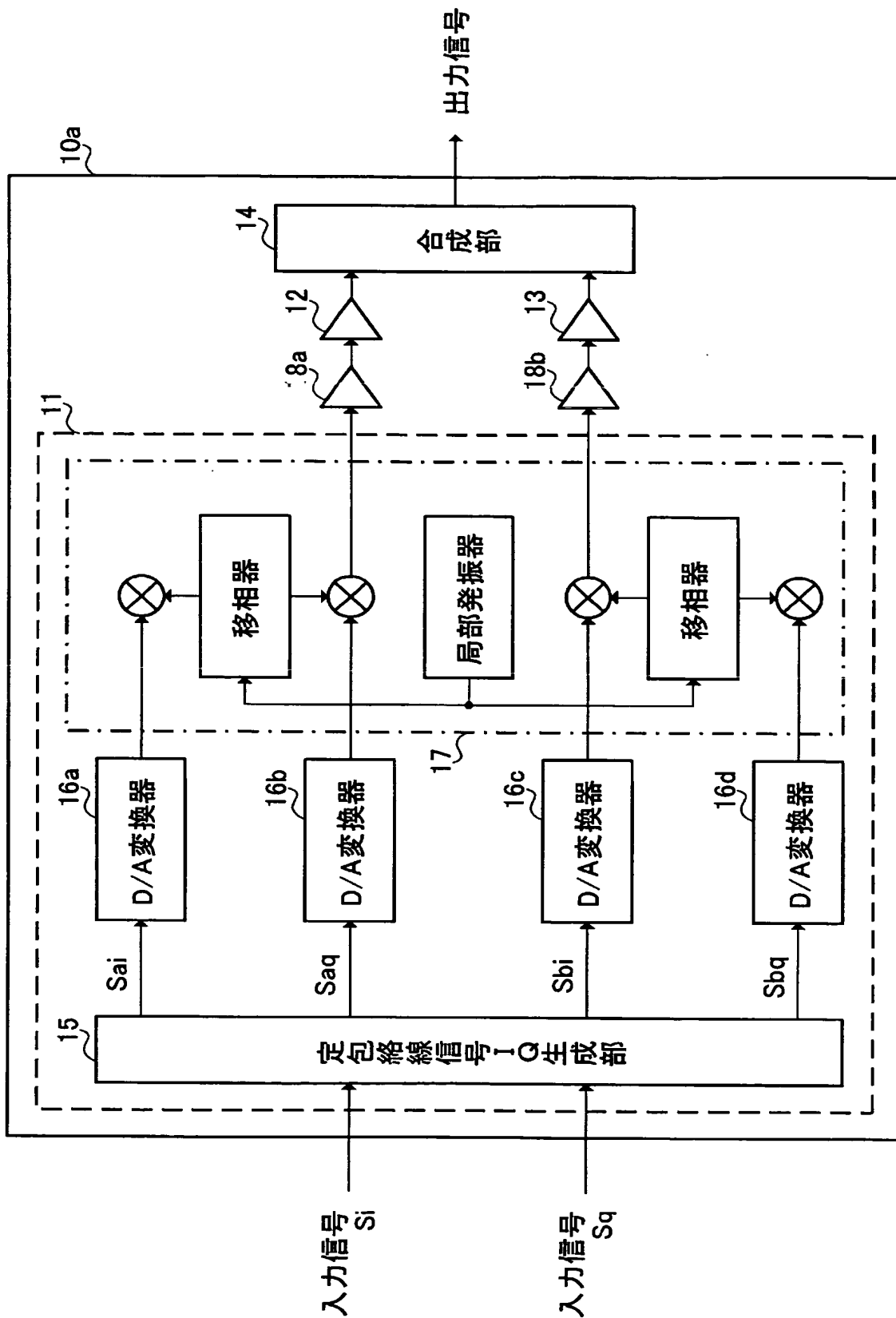
PRIOR ART

[図2]



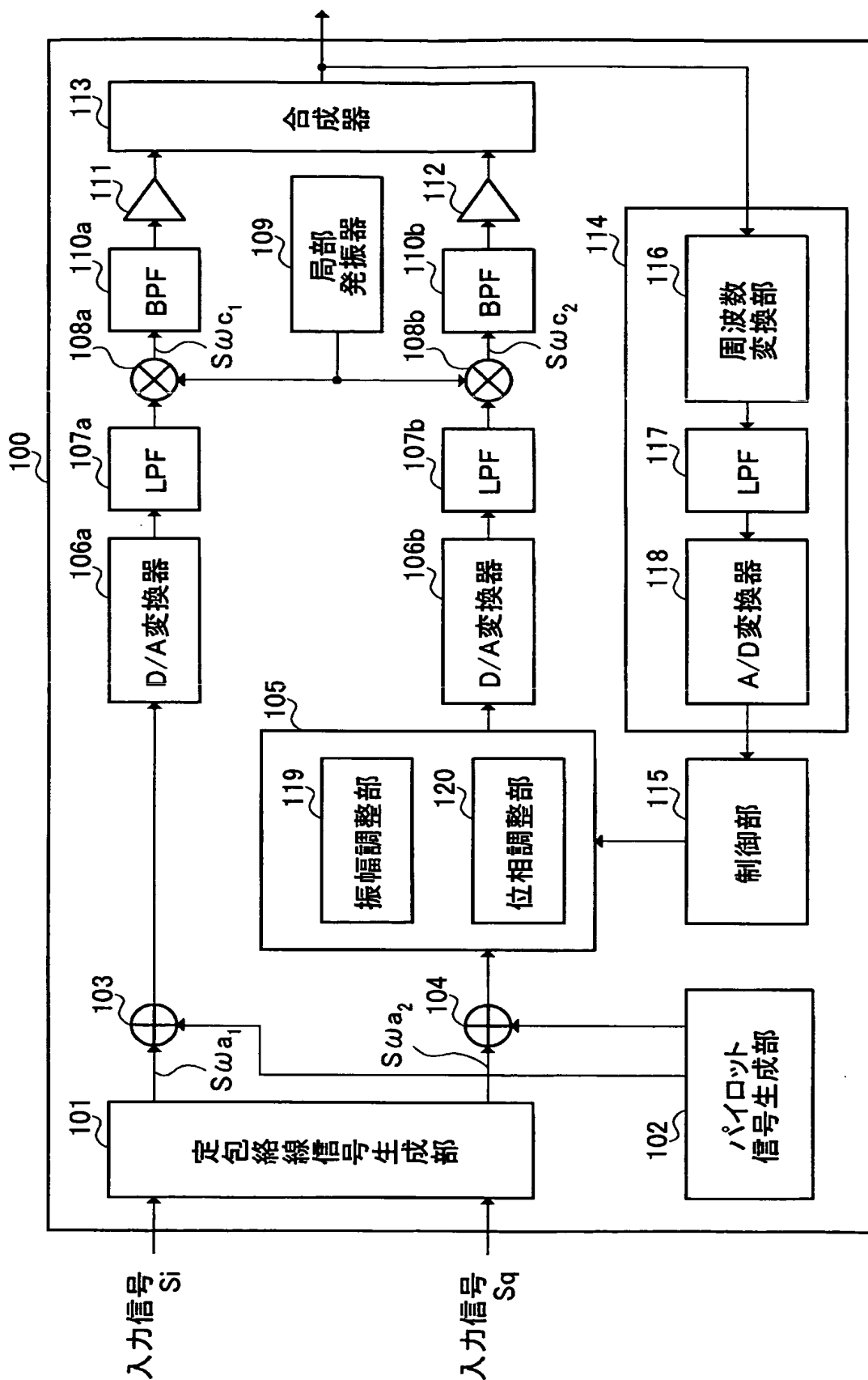
PRIOR ART

[図3]

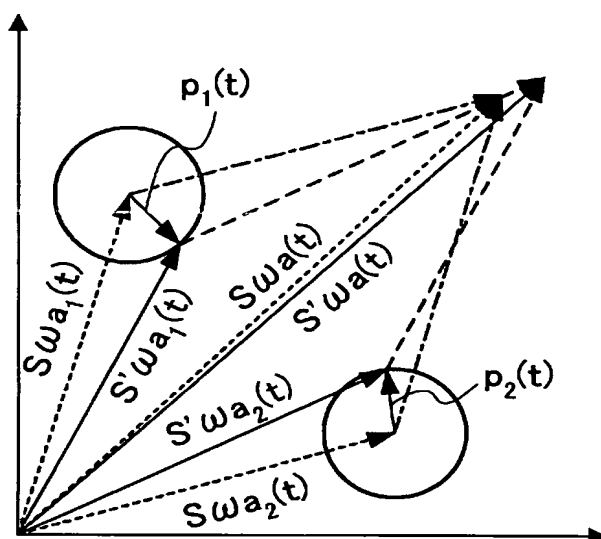


PRIOR ART

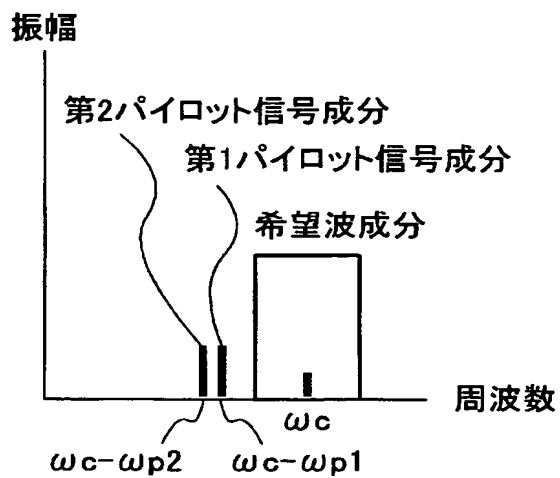
[図4]



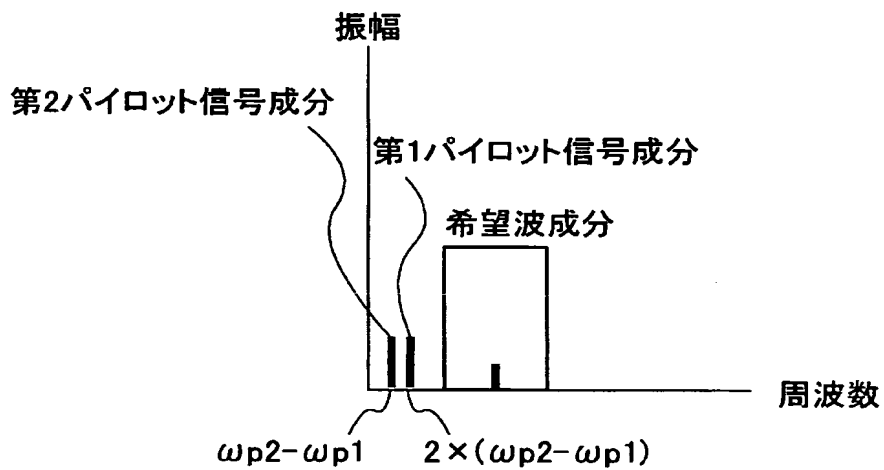
[図5]



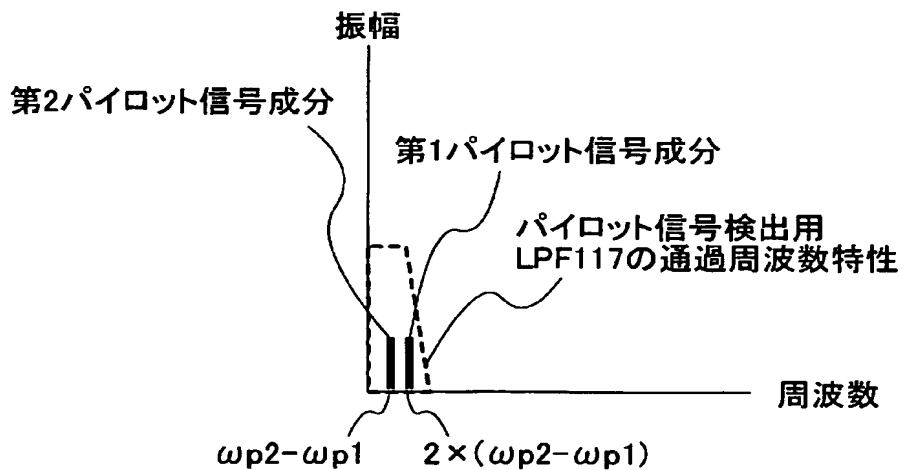
[図6A]



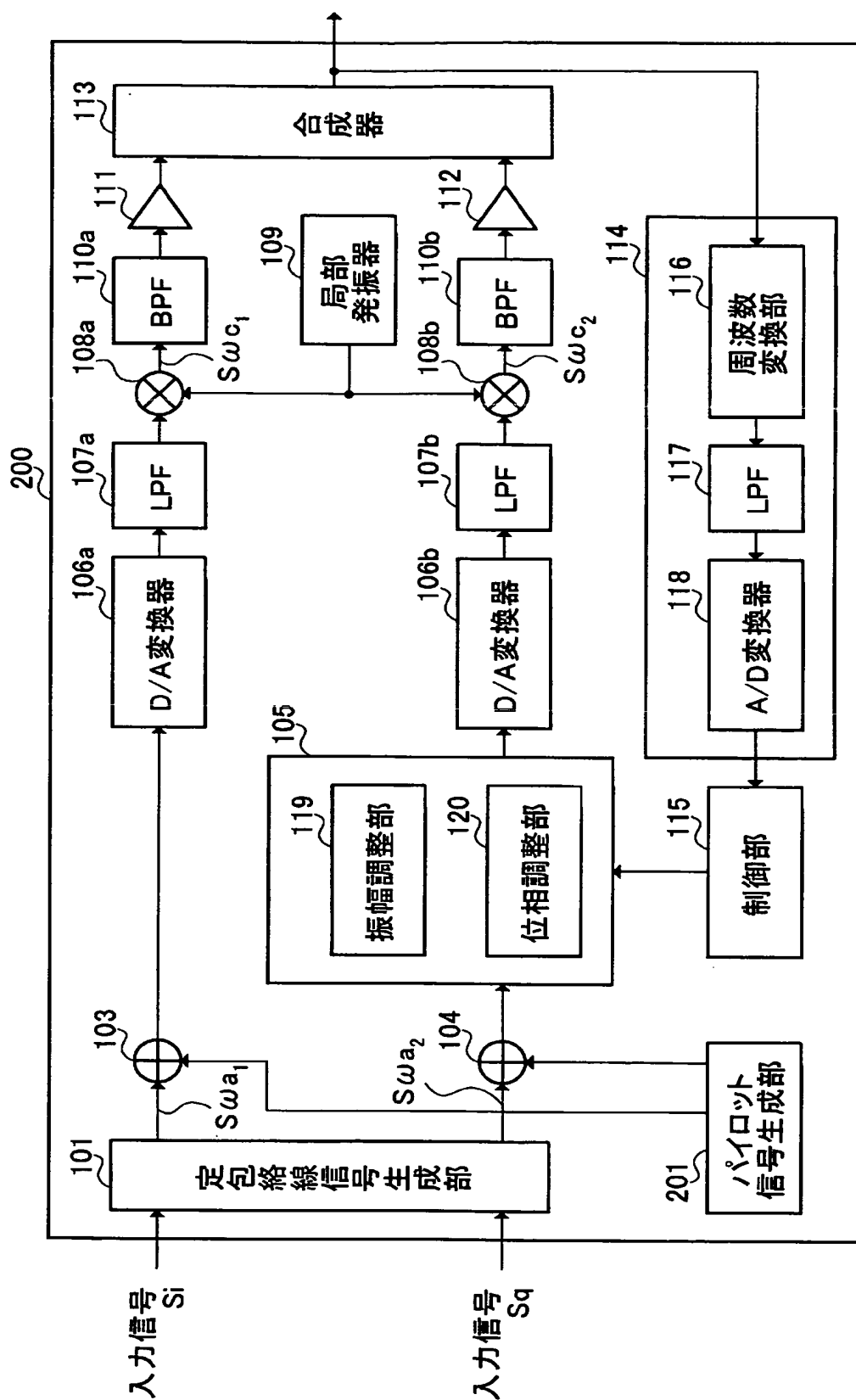
[図6B]



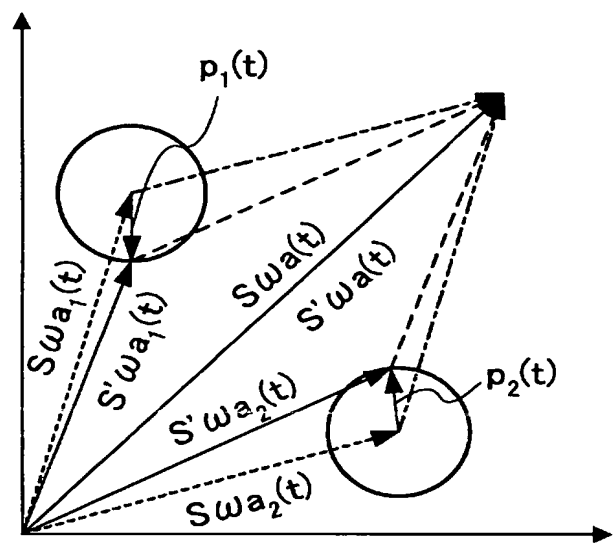
[図6C]



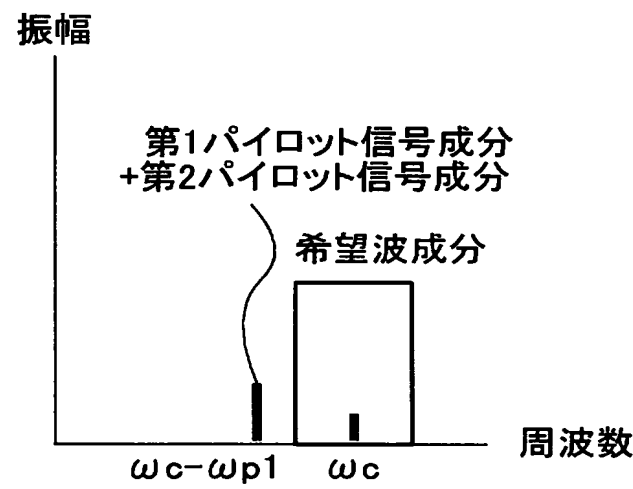
[図7]



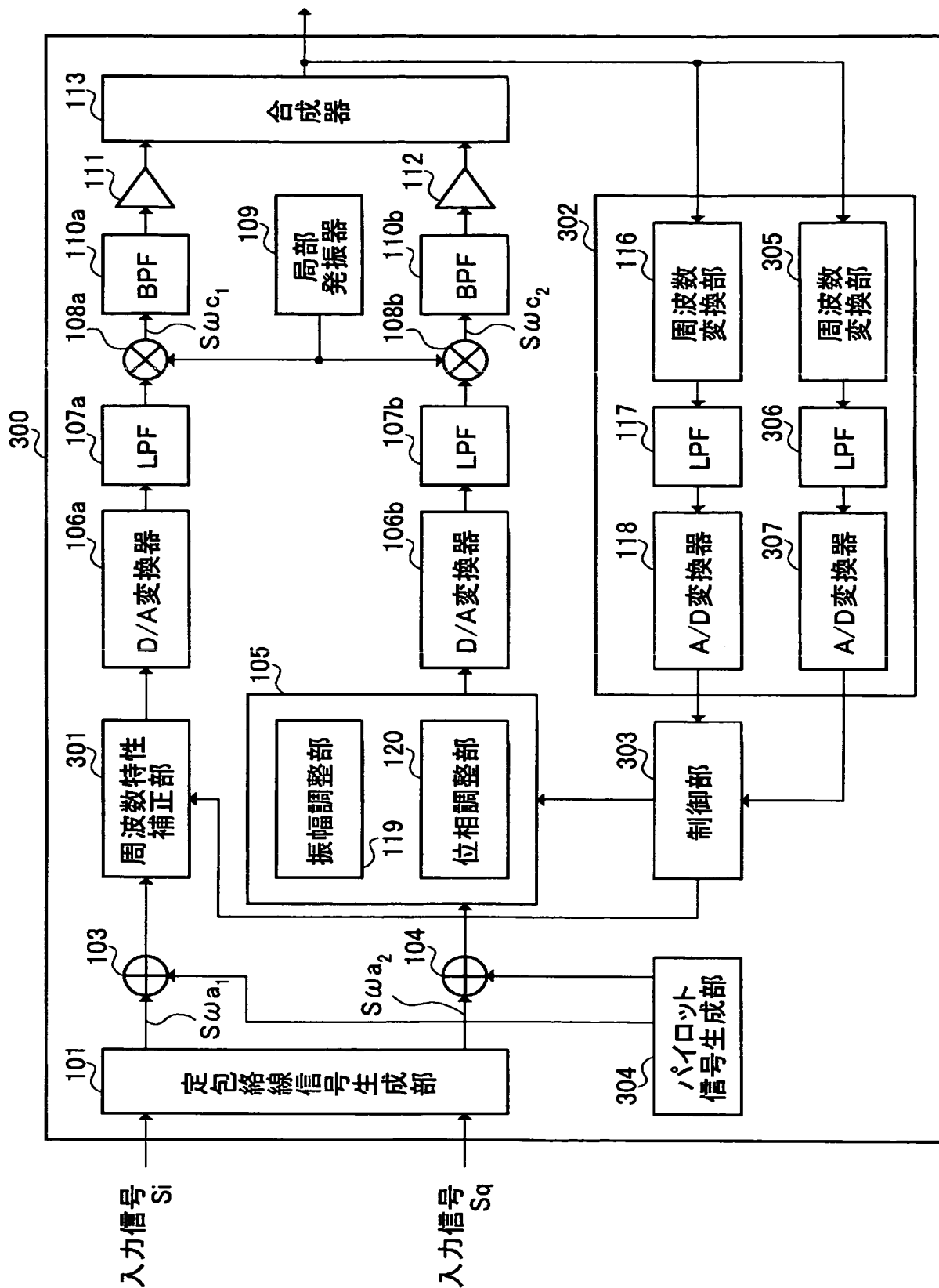
[図8]



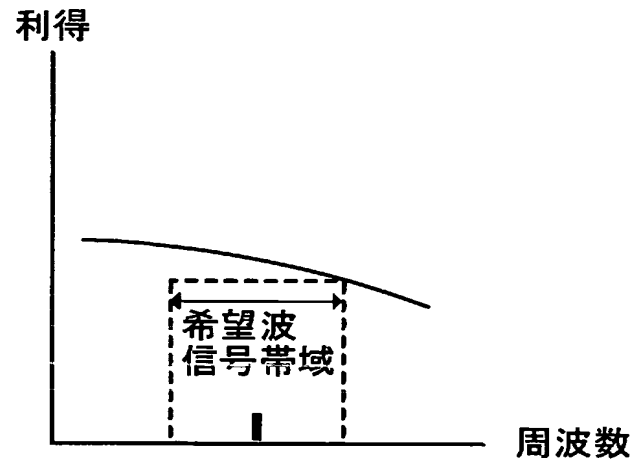
[図9]



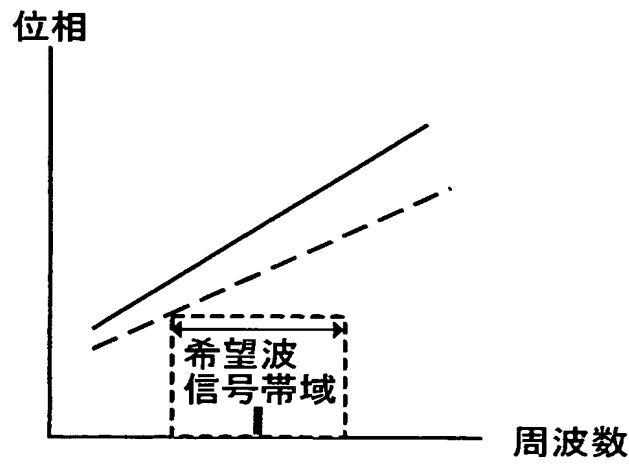
[図10]



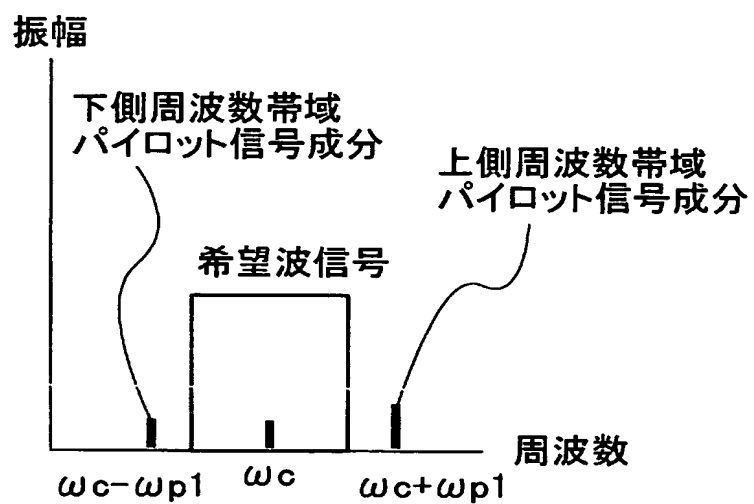
[図11]



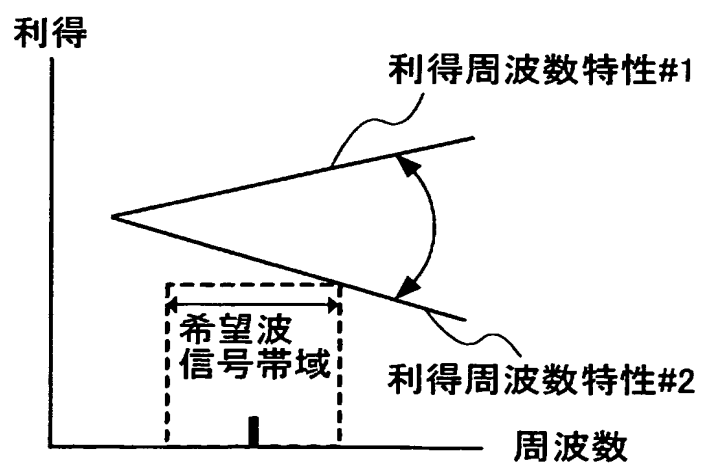
[図12]



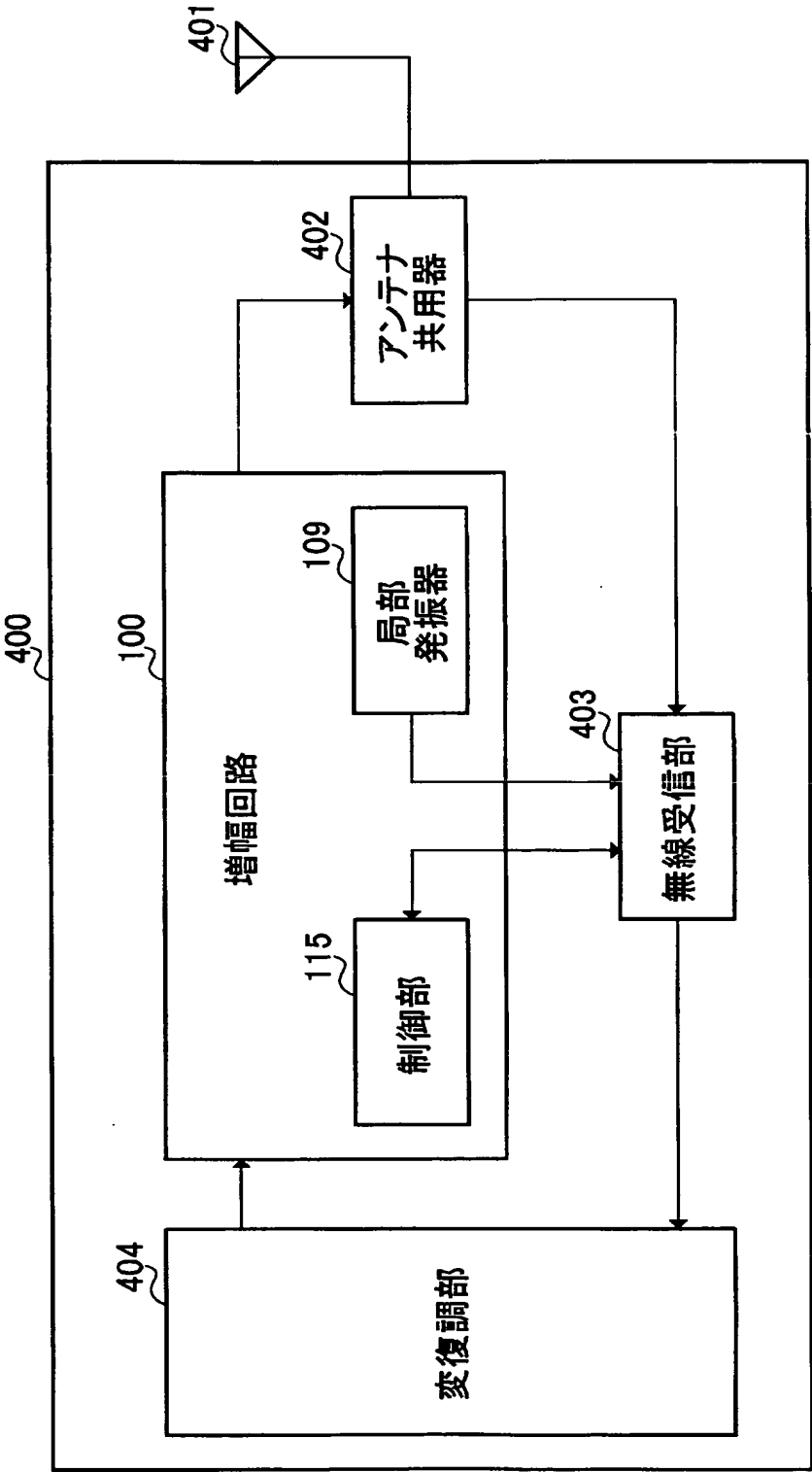
[図13]



[図14]



[図15]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/013683

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ H04B1/04, H03F1/32

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H04B1/04, H03F1/32

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2004	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y A	JP 2003-69349 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 07 March, 2003 (07.03.03), Par. Nos. [0002] to [0096]; Figs. 1, 2 & EP 1267486 A2 & US 2003/0016081 A1 & CN 1391341 A & US 6750706 B2	1, 2, 4, 8-11 7 3, 5, 6
A	JP 2002-158546 A (Lucent Technologies Inc.), 31 May, 2002 (31.05.02), Par. Nos. [0002] to [0015]; Figs. 1, 2 & EP 1191684 A1 & US 6674324 B1	3, 5, 6

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
16 December, 2004 (16.12.04)

Date of mailing of the international search report
11 January, 2005 (11.01.05)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/013683

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y A	JP 2003-209445 A (NTT Docomo Inc.), 25 July, 2003 (25.07.03), Par. Nos. [0014] to [0019]; Fig. 3 & US 2003/0085759 A1 & EP 1309082 A2 & KR 2003038444 A & CN 1444411 A	1 7 2-6
A	JP 2001-148661 A (Hitachi Kokusai Electric Inc.), 29 May, 2001 (29.05.01), Par. Nos. [0012] to [0024]; Figs. 1 to 3 (Family: none)	1-11
A	JP 2000-69098 A (NEC Corp.), 03 March, 2000 (03.03.00), Par. Nos. [0002] to [0063]; Fig. 1 & EP 982849 A1 & KR 2000017447 A & US 6587513 B1 & EP 982849 B1 & DE 69911339 E	1

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04B1/04 H03F1/32

B. 調査を行った分野
調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04B1/04 H03F1/32

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの
 日本国実用新案公報 1922-1996年
 日本国公開実用新案公報 1971-2004年
 日本国登録実用新案公報 1994-2004年
 日本国実用新案登録公報 1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X Y A	JP 2003-69349 A (松下電器産業株式会社) 2003. 03. 07 段落【0002】-【0096】、第1, 2図 & EP 1267486 A2 & US 2003/0016081 A1 & CN 1391341 A & US 6750706 B2	1, 2, 4, 8-11 7 3, 5, 6

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

- 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願日の後に公表された文献
 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日
16. 12. 2004

国際調査報告の発送日
11. 1. 2005

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁 (ISA/JP)
郵便番号100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)
高木 進
5 J 8628
電話番号 03-3581-1101 内線 6442

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2002-158546 A (ルーセント テクノロジーズ インコーポレーテッド) 2002. 05. 31 段落【0002】-【0015】, 第1, 2図 & EP 1191684 A1 & US 6674324 B1	3, 5, 6
X Y A	JP 2003-209445 A (株式会社エヌ・ティ・ティ・ ドコモ) 2003. 07. 25 段落【0014】-【0019】, 第3図 & US 2003/0085759 A1 & EP 1309082 A2 & KR 2003038444 A & CN 1444411 A	1 7 2-6
A	JP 2001-148661 A (株式会社日立国際電気) 2001. 05. 29 段落【0012】-【0024】, 第1-3図 (ファミリーなし)	1-11
A	JP 2000-69098 A (日本電気株式会社) 2000. 03. 03 段落【0002】-【0063】, 第1図 & EP 982849 A1 & KR 2000017447 A & US 6587513 B1 & EP 982849 B1 & DE 69911339 E	1